

S03p1246 v500

日本国特許庁
JAPAN PATENT OFFICE

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office.

出願年月日
Date of Application: 2002年10月31日

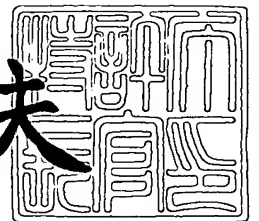
出願番号
Application Number: 特願2002-316929
[ST. 10/C]: [JP2002-316929]

出願人
Applicant(s): ソニー・エリクソン・モバイルコミュニケーションズ株式会社

2003年 9月12日

特許庁長官
Commissioner,
Japan Patent Office

今井康夫



出証番号 出証特2003-3075240

【書類名】 特許願

【整理番号】 0200056804

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 7/26

【発明者】

【住所又は居所】 東京都港区港南 1 丁目 8 番 1 5 号 ソニー・エリクソン
・モバイルコミュニケーションズ株式会社内

【氏名】 仲山 隆

【特許出願人】

【識別番号】 501431073

【氏名又は名称】 ソニー・エリクソン・モバイルコミュニケーションズ株
式会社

【代理人】

【識別番号】 100107238

【弁理士】

【氏名又は名称】 米山 尚志

【手数料の表示】

【予納台帳番号】 111236

【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

【物件名】 明細書 1

【物件名】 図面 1

【物件名】 要約書 1

【プルーフの要否】 要



【書類名】 明細書

【発明の名称】 周波数偏移検出回路及び周波数偏移検出方法、携帯通信端末

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 複数のパスを通過した拡散信号の遅延プロファイルを測定し、上記複数のパスの中から最適なパスをサーチして選択するパス選択部と、

上記パス選択部により割り当てられた各パスの拡散信号を拡散符号レプリカにより逆拡散し、その逆拡散後の信号に含まれている所定のパイロットシンボルを用いて当該パスに対する少なくとも位相変動成分を含むチャネル推定値を求め、当該チャネル推定値を用いてコヒーレント検波を行う複数のフィンガー処理部と、

上記各フィンガー処理部による各位相変動成分から位相差を測定する位相差測定部と、

上記遅延プロファイルにより周期的なパスタイミング差を測定するパスタイミング差測定部と、

上記パスタイミング差と上記位相差を用いて上記信号の周波数誤差を検出する周波数誤差検出部と、

上記周波数誤差を基に、ドップラー周波数を検出するドップラー周波数検出部とを有する

ことを特徴とする周波数偏移検出回路。

【請求項 2】 請求項 1 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記周波数誤差検出部からの周波数誤差を平均化する平均化処理部と、

上記平均化後の周波数誤差と現在の周波数誤差との差分を求める演算部とを有し、

上記ドップラー周波数検出部は、上記演算部による差分演算後の周波数誤差により上記ドップラー周波数を表す情報を生成することを特徴とする周波数偏移検出回路。

【請求項 3】 請求項 1 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記位相差測定部は、最大信号振幅を持つパスが割り当てられたフィンガー処理部からの位相変動成分のみを用いて上記位相差を測定することを特徴とする周



波数偏移検出回路。

【請求項 4】 請求項 1 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記位相差測定部は、上記各フィンガー処理部に割り当てられた各パスの信号振幅に対応して、上記各位相変動成分を最大比合成して得られた信号を用い、上記位相差を測定することを特徴とする周波数偏移検出回路。

【請求項 5】 請求項 1 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記パイロットシンボルはスロット毎に複数配されており、

上記位相差測定部は、1 スロット内の各パイロットシンボル間の位相変動成分から測定した第 1 の位相差と、少なくとも 2 スロットのパイロットシンボル群間の位相変動成分から測定した第 2 の位相差とを求め、

上記周波数誤差検出部は、上記第 1 の位相差を用いて大まかな周波数誤差を検出し、上記第 2 の位相差を用いて細かな周波数誤差を検出することを特徴とする周波数偏移検出回路。

【請求項 6】 請求項 1 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記パスタイミング差測定部は、所定のしきい値を超える最大信号振幅を持つパスに対応した遅延プロファイルのみを用いて上記パスタイミング差を測定することを特徴とする周波数偏移検出回路。

【請求項 7】 請求項 1 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記パスタイミング差測定部は、所定のしきい値を超える信号振幅を持つ全てのパスについてパスタイミング差を測定し、各パスの信号振幅に対応して、それら各パスタイミング差を最大比合成することを特徴とする周波数偏移検出回路。

【請求項 8】 請求項 1 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記パス選択部は、任意に設定可能な時間により上記遅延プロファイルを平均化することを特徴とする周波数偏移検出回路。

【請求項 9】 請求項 1 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記各フィンガー処理部によるコヒーレント検波後の信号を最大比合成する合成部と、

上記最大比合成された信号を用いて希望波信号電力対干渉信号電力比を測定する測定部とを有し、



上記位相差測定部は、上記測定部からの測定値により上記位相差の信頼度情報を生成し、当該信頼度情報を上記位相差に付加することを特徴とする周波数偏移検出回路。

【請求項 10】 請求項 9 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記パスタイミング差測定部は、上記測定したパスタイミング差の信頼度情報を生成し、当該信頼度情報により上記測定したパスタイミング差に重み付けを行うことを特徴とする周波数偏移検出回路。

【請求項 11】 請求項 10 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記周波数誤差検出部は、上記位相差に付加された信頼度情報と上記パスタイミング差に付加された信頼度情報とを比較し、上記位相差とパスタイミング差のうち何れか信頼度の高い方を用いて周波数誤差を検出することを特徴とする周波数偏移検出回路。

【請求項 12】 請求項 10 記載の周波数偏移検出回路であって、

上記周波数誤差検出部は、上記位相差に付加された信頼度情報と上記パスタイミング差に付加された信頼度情報を、それぞれ重み付けとして上記位相差とパスタイミング差に対して最大比合成を行い、当該最大比合成後の情報から周波数誤差を検出することを特徴とする周波数偏移検出回路。

【請求項 13】 複数のパスを通過した拡散信号の遅延プロファイルを測定し、上記複数のパスの中から最適なパスをサーチして選択し、

上記パスの選択により割り当てられた各パスの拡散信号を拡散符号レプリカにより逆拡散し、その逆拡散後の信号に含まれている所定のパイロットシンボルを用いて当該パスに対する少なくとも位相変動成分を含むチャネル推定値を求め、当該チャネル推定値を用いてコヒーレント検波するフィンガー処理を行い、

上記各フィンガー処理による各位相変動成分から位相差を測定し、

上記遅延プロファイルにより周期的なパスタイミング差を測定し、

上記パスタイミング差と上記位相差を用いて上記信号の周波数誤差を検出し、

上記周波数誤差を基に、ドップラー周波数を検出する

ことを特徴とする周波数偏移検出方法。

【請求項 14】 請求項 13 記載の周波数偏移検出方法であって、



上記周波数誤差を平均化し、

上記平均化後の周波数誤差と現在の周波数誤差との差分を求め、

上記ドップラー周波数検出の際は、上記差分の演算後の周波数誤差により上記ドップラー周波数を表す情報を生成することを特徴とする周波数偏移検出方法。

【請求項 15】 請求項 13 記載の周波数偏移検出方法であって、

上記位相差測定の際は、最大信号振幅を持つパスが割り当てられたフィンガー処理による位相変動成分のみを用いて上記位相差を測定することを特徴とする周波数偏移検出方法。

【請求項 16】 請求項 13 記載の周波数偏移検出方法であって、

上記位相差測定の際は、上記各フィンガー処理により割り当てられた各パスの信号振幅に対応して、上記各位相変動成分を最大比合成して得られた信号を用いて上記位相差を測定することを特徴とする周波数偏移検出方法。

【請求項 17】 請求項 13 記載の周波数偏移検出方法であって、

上記パイロットシンボルはスロット毎に複数配されており、

上記位相差測定の際は、1 スロット内の各パイロットシンボル間の位相変動成分から測定した第 1 の位相差と、少なくとも 2 スロットのパイロットシンボル群間の位相変動成分から測定した第 2 の位相差とを求め、

上記周波数誤差検出の際は、上記第 1 の位相差を用いて大まかな周波数誤差を検出し、上記第 2 の位相差を用いて細かな周波数誤差を検出することを特徴とする周波数偏移検出方法。

【請求項 18】 請求項 13 記載の周波数偏移検出方法であって、

上記パスタイミング差測定の際は、所定のしきい値を超える最大信号振幅を持つパスに対応した遅延プロファイルのみを用いて上記パスタイミング差を測定することを特徴とする周波数偏移検出方法。

【請求項 19】 請求項 13 記載の周波数偏移検出方法であって、

上記パスタイミング差測定の際は、所定のしきい値を超える信号振幅を持つ全てのパスについてパスタイミング差を測定し、各パスの信号振幅に対応して、それら各パスタイミング差を最大比合成することを特徴とする周波数偏移検出方法。

。



【請求項 20】 請求項 13 記載の周波数偏移検出方法であって、
上記パス選択の際は、任意に設定可能な時間により上記遅延プロファイルを平均化することを特徴とする周波数偏移検出方法。

【請求項 21】 請求項 13 記載の周波数偏移検出方法であって、
上記各フィンガー処理によるコヒーレント検波後の信号を最大比合成し、
上記最大比合成された信号を用いて希望波信号電力対干渉信号電力比を測定し

、
上記位相差測定の際は、上記希望波信号電力対干渉信号電力比の測定値により
上記位相差の信頼度情報を生成し、当該信頼度情報を上記位相差に付加すること
を特徴とする周波数偏移検出方法。

【請求項 22】 請求項 21 記載の周波数偏移検出方法であって、
上記パスタイミング差測定の際は、上記測定したパスタイミング差の信頼度情報
を生成し、当該信頼度情報により上記測定したパスタイミング差に重み付けを
行うことを特徴とする周波数偏移検出方法。

【請求項 23】 請求項 22 記載の周波数偏移検出方法であって、
上記周波数誤差検出の際は、上記位相差に付加された信頼度情報と上記パスタ
イミング差に付加された信頼度情報とを比較し、上記位相差とパスタイミング差
のうち何れか信頼度の高い方を用いて周波数誤差を検出することを特徴とする周
波数偏移検出方法。

【請求項 24】 請求項 22 記載の周波数偏移検出方法であって、
上記周波数誤差検出の際は、上記位相差に付加された信頼度情報と上記パスタ
イミング差に付加された信頼度情報を、それぞれ重み付けとして上記位相差とパ
スタイミング差に対して最大比合成を行い、当該最大比合成後の値から周波数誤
差を検出することを特徴とする周波数偏移検出方法。

【請求項 25】 拡散符号により拡散された信号を基地局との間で送受信す
る送受信回路と、

複数のパスを通過して受信された受信信号の遅延プロファイルを測定し、上記
複数のパスの中から最適なパスをサーチして選択するパス選択部と、上記パス選
択部により割り当てられた各パスの拡散信号を拡散符号レプリカにより逆拡散し

、その逆拡散後の信号に含まれている所定のパイロットシンボルを用いて当該パスに対する少なくとも位相変動成分を含むチャネル推定値を求め、当該チャネル推定値を用いてコヒーレント検波を行う複数のフィンガー処理部と、上記各フィンガー処理部による各位相変動成分から位相差を測定する位相差測定部と、上記遅延プロファイルにより周期的なパスタイミング差を測定するパスタイミング差測定部と、上記パスタイミング差と上記位相差を用いて上記信号の周波数誤差を検出する周波数誤差検出部と、上記周波数誤差を基にドップラー周波数を検出するドップラー周波数検出部とを有する周波数偏移検出回路とを備えたことを特徴とする携帯通信端末。

【請求項 26】 請求項 25 記載の携帯通信端末であって、

上記パス選択部は、基地局からのダウンリンクの位相基準となる所定の共通制御チャネルの信号を用いて上記遅延プロファイルを測定することを特徴とする携帯通信端末。

【請求項 27】 請求項 25 記載の携帯通信端末であって、

上記パスタイミング差測定部は、基地局からのダウンリンクの位相基準となる所定の共通制御チャネルの信号を用いて上記パスタイミング差を測定することを特徴とする携帯通信端末。

【請求項 28】 請求項 25 記載の携帯通信端末であって、

上記位相差測定部は、基地局からのダウンリンクの所定の個別チャネルに含まれる上記パイロットシンボルにより得られた上記位相変動成分から上記位相差を測定することを特徴とする携帯通信端末。

【請求項 29】 請求項 25 記載の携帯通信端末であって、

上記送受信時に使用される基準周波数信号を発生する基準周波数信号発生部と、
上記周波数誤差検出部からの周波数誤差を平均化する平均化処理部と、
上記平均化後の周波数誤差から上記基準周波数信号を補正するための補正量を生成する周波数補正量演算部とを備えることを特徴とする携帯通信端末。

【請求項 30】 請求項 29 記載の携帯通信端末であって、

上記平均化処理部は、任意に設定可能な時間により上記周波数誤差を平均化す

ることを特徴とする携帯通信端末。

【請求項 3 1】 請求項 2 5 記載の携帯通信端末であって、

少なくともアップリンクの制御チャンネルに使用する制御情報を生成する制御情報生成部と、

上記送受信回路の送受信特性を制御する制御部とを備え、

上記制御情報生成部は、上記検出されたドップラー周波数に応じた情報をアップリンクの所定の個別制御チャンネルに挿入することで上記基地局側へ報告し、

上記制御部は、上記報告に対応した基地局からの返答に応じて上記送受信回路の受信特性を最適化制御することを特徴とする携帯通信端末。

【請求項 3 2】 請求項 2 5 記載の携帯通信端末であって、

少なくともアップリンクの制御チャンネルに使用する制御情報を生成する制御情報生成部と、

上記送受信回路の送受信特性を制御する制御部とを備え、

上記制御情報生成部は、上記検出されたドップラー周波数に応じて閉ループ送信ダイバーシチを行うべきか否か判定し、その判定結果に応じた情報をアップリンクの所定の個別制御チャンネルに挿入することで上記基地局側へ報告し、

上記制御部は、上記報告に対応した基地局からの応答に応じて上記送受信回路の受信特性を最適化制御することを特徴とする携帯通信端末。

【請求項 3 3】 拡散符号により拡散された信号を基地局との間で送受信する送受信部と、

上記送受信部の送受信特性を制御する制御部と、

少なくともアップリンクの制御チャンネルに使用する制御情報を生成する制御情報生成部と、

受信信号のドップラー周波数を検出するドップラー周波数検出部と、

上記検出されたドップラー周波数に応じて閉ループ送信ダイバーシチを行うべきか否か判定する判定部とを備え、

上記制御情報生成部は、上記判定結果に応じた情報をアップリンクの制御チャンネルに挿入することで上記基地局側へ報告し、

上記制御部は、上記報告に対応した基地局からの応答に応じて上記送受信部の

受信特性を最適化制御することを特徴とする携帯通信端末。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】

本発明は、例えば直接拡散－符号分割多元接続方式（以下、D S－C D M A方式と呼ぶ）を採用した携帯通信端末（移動体通信端末）と、当該D S－C D M A方式に好適な周波数偏移検出回路及び検出方法に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】

スペクトラム拡散通信技術を利用したC D M A（Code Division Multiple Access）通信方式によれば、送信側は伝送すべき信号を拡散符号により広い帯域に拡散して送信を行い、一方、受信側は送信側と同一の拡散符号を用いて逆拡散を行うことにより元の信号を復元する。当該通信方式は、マルチパスフェージングに強く、データレート的高速化が可能、通信品質が良好、周波数利用効率が高い、などの特徴を有している。このようなことから、次世代移動体通信方式は、I M T－2 0 0 0における無線アクセス方式として、C D M A通信方式の発展系であるD S－C D M A方式（直接拡散－符号分割多元接続方式、W－C D M A方式）が採用されている。

【0 0 0 3】

このD S－C D M A方式に関しては、現在3 G P P（3rd Generation Partnership Project）において標準化が行われており、その仕様書の中で送信ダイバーシチの適用が決定されている。すなわち、一般に、移動局側は、スペースダイバーシチの効果を十分に生かしたまま、回路規模を小さくし、低消費電流化、低コスト化を行い、小型化を実現することは難しい。したがって、3 G P Pでは、その問題を解決するために、移動局側においてスペースダイバーシチ受信を行う代わりに、基地局側において複数のアンテナを用いて信号の送信を行う送信ダイバーシチを採用することになっている。この送信ダイバーシチによれば、移動局の構成の複雑さを増大させることなく、ダウンリンクの受信特性を改善することが可能となる。

【0004】

上記送信ダイバーシチには、予め決められた順序パターンにより複数アンテナから送信を行う開ループ送信ダイバーシチと、移動局側から送信されるフィードバック情報に基づいて基地局側で重み付けをして複数アンテナから送信を行う閉ループ送信ダイバーシチの大きく二つの方式がある。

【0005】

閉ループ送信ダイバーシチは、その原理上、低速移動時つまりドップラー周波数が小さい場合には受信特性の改善に効果がある。その一方で、当該閉ループ送信ダイバーシチは、高速移動時つまりドップラー周波数が大きい場合には基地局でのフィードバック情報の受信誤りや伝搬路特性の変動に対する追従が遅れることにより、受信特性が劣化することが知られている。このため、移動局側において現在のドップラー周波数を検出し、その大きさに応じて閉ループ送信ダイバーシチを行うかどうかの判断をすることは、受信特性の向上に対して重要となる。なお、ドップラー周波数が大きい場合の受信特性劣化については、非特許文献1などに詳細な報告がなされている。

【0006】

ここで、ドップラー周波数を検出する方法として、特許文献1には、移動局における受信信号のレベルが閾値以下になる平均時間を求めることにより、フェージングピッチつまりドップラー周波数の逆数を推定する技術が開示されている。また、特許文献2には、パス捕捉追従動作に伴う追従補正值を利用して、移動局の基地局に対するドップラー周波数の推定を行う技術が開示されている。

【0007】

図9は、特許文献2に記載されたブロック図を示す。また、図10は、図9に示すフィンガー処理部101_1, 101_2, ..., 101_nでの捕捉、追従すべきパスに対する逆拡散値と、受信されたパス位置と、時間の経過との関係を示す。

【0008】

図9のフィンガー処理部101_1, 101_2, ..., 101_nは、それぞれ同じ構成を有する。ここでは、代表してフィンガー処理部101_1を例に挙げ

て説明する。フィンガー処理部 101_1 は、逆拡散部 111 とパス追従判定部 112 と正規化部 113 とから構成されている。逆拡散部 111 は、移動局にて受信された信号に対して逆拡散処理を行い、当該逆拡散により得られた信号 102_1 a と追従補正值 110 を出力する。上記追従補正值 110 はパス追従判定部 112 へ送られ、逆拡散結果の信号 102_1 a はパス追従判定部 112 と後段の RAKE（レイク）信号処理部 104 へ送られる。パス追従判定部 112 は、上記逆拡散結果の信号 102_1 a と追従補正值 110 により、パスに対して正しく追従できるかどうかの判定を行い、正しく追従できている場合には予め決められた一定時間前のパス位置との差分情報 120 と重み係数 102_1 c を出力する。上記差分情報 120 は正規化部 113 へ送られ、重み係数 102_1 c は RAKE 信号処理部 104 へ送られる。正規化部 113 は、上記差分情報 120 を用いてパス位置変動速度情報 102_1 b を求め、それを出力する。

【0009】

一方、RAKE 信号処理部 104 では、各フィンガー処理部 101_1 ~ 101_n から出力された逆拡散結果の各信号 102_1 a ~ 102_n a を用いてレイク合成を行うと共に、重み係数 102_1 c ~ 102_n c とパス位置変動速度情報 102_1 b ~ 102_n b とを用いて、基地局に対する相対速度を推定する。

【0010】

次に、図 10 において、縦軸（y 軸）はフィンガー処理部で捕捉、追従すべきパスに対する逆拡散値を示し、横軸（x 軸）は受信されたパスの位置を示し、奥行き軸（z 軸）は時間 t の経過を示している。上述したパス追従判定部 112 において、パスが正しく追従できているかどうかの判定は、 $t = t_0$ から始まり、次の判定は nT 時間後に行われ、その次の判定は $(n+m)T$ 時間後に行われる。

【0011】

この図 10 の例は、何れかのフィンガー処理部において、 $t = t_0$ でパス p 11 が割り当てられ、 $t = t_0 + nT$ でパス p 12 に変わり、 $t = t_0 + (n+m)T$ でパス p 13 に変わる様子が表されている。また、この図 10 の例では、t

= t_0 から $t = t_0 + nT$ の間でのパス変動量を示す差分情報が $\Delta 1$ であり、 $t = t_0 + nT$ から $t = t_0 + (n+m)T$ の間でのパス変動量を示す差分情報が $\Delta 2$ であることを示している。

【0012】

一般に、周波数誤差 Δf と位相差 $\Delta \phi$ との関係式は式 (1) になるので、 $\Delta 1 / nT$ 、 $\Delta 2 / mT$ を計算することにより、周波数誤差つまり基地局と移動局との間の相対移動速度が推定できることになる。

【0013】

$$\Delta f \cdot t = \Delta \phi \quad (1)$$

ここで、図 10 中の点線はパス追従判定部において、正しく追従しているかどうかを判定するための閾値レベルを示している。上記逆拡散処理後の逆拡散値のレベルが当該閾値未満の場合、パス追従判定部 112 はパスを追従できていないと判断して、この部分での差分情報はないものとみなす。

【0014】

以上の説明より、上記特許文献 2 に記載の技術は、受信信号のパスの遅延プロファイルを測定し、逆拡散値が閾値以上のレベルを有するパスに対して周期的に測定したパスタイミングの差分情報を利用することにより、周波数誤差で表される相対移動速度を推定している。

【0015】

【非特許文献 1】

福元暁、樋口健一、佐和橋衛、安達文幸著「W-CDMA 下りリンクにおけるフィードバック型送信ダイバーシチの屋外実験結果」電子情報通信学会技術研究報告、RCS99-156 (1999-11)

【特許文献 1】

特開 2001-285129 号公報 (図 5)

【特許文献 2】

特開 2001-298395 号公報 (図 1, 図 2)

【0016】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上述した従来例のドップラー周波数の検出回路及び検出方法を、実際の DS-CDMA 方式の移動体通信システムにおいて閉ループ送信ダイバーシチ動作を行うかどうかの判断に用いる場合には、以下に示す問題点が挙げられる。

【 0 0 1 7 】

前述したように、DS-CDMA 方式は、受信レベルが低い通信環境下においてもデータレート的高速化や高い通信品質を確保することを目指して、送信ダイバーシチの適用が決定されている。逆に言えば、閉ループ送信ダイバーシチ動作を行うかどうかの判断には、受信レベルが低い通信環境であることが想定されている。

【 0 0 1 8 】

一方、上記特許文献 1 に記載の技術は、受信信号のレベルが閾値以下になる平均時間を求める必要があり、そのために、受信信号のレベルの落ち込み周期を推定するフェージングピッチ推定部が回路として追加されることになり、受信機の回路規模が大きくなってしまう。また、受信信号のレベルが低い通信環境下では、雑音の影響のために、ドップラー周波数は精度良く測定できない。

【 0 0 1 9 】

また、上記特許文献 2 に記載の技術は、上述したように受信信号の各パスの遅延プロファイルを測定し、逆拡散値が閾値以上のレベルを有するパスに対して周期的に測定したパスタイミングの差分情報を利用して、相対移動速度を推定している。しかしながら、受信レベルが低い通信環境下やマルチパス伝搬環境下においては、逆拡散値が閾値以上のレベルを有するパスが存在しないことがあり、この場合、ドップラー周波数が精度良く測定できなくなる。

【 0 0 2 0 】

さらに、式 (1) から判るように、差分情報には基地局と移動局との間でのキャリアオフセット周波数誤差によるパスタイミングの差分情報分も含まれるため、この方式のままではドップラー周波数が精度良く測定できない。

【 0 0 2 1 】

本発明は、このような課題に鑑みてなされたものであり、例えば DS-CDM

A方式移動体通信システムにおいて、受信レベルが低い通信環境下やマルチパス環境下であっても、また、新たに複雑なドップラー周波数検出を行うための構成を付加することなく、現在のドップラー周波数を精度良く検出でき、送信ダイバーシチ効果の劣化を防ぎ、良好な受信特性を確保可能な、携帯通信端末と周波数偏移検出回路及び検出方法を提供することを目的とする。

【0022】

【課題を解決するための手段】

本発明の周波数偏移検出回路は、複数のパスを通過した拡散信号の遅延プロファイルを測定し、最適なパスをサーチして選択するパス選択部と、各パスの拡散信号を逆拡散し、各パスに対するチャネル推定値を求めてコヒーレント検波する複数のフィンガー処理部と、各チャネル推定値の位相変動成分から位相差を測定する位相差測定部と、遅延プロファイルにより周期的なパスタイミング差を測定するパスタイミング差測定部と、パスタイミング差と位相差を用いて信号の周波数誤差を検出する周波数誤差検出部と、周波数誤差を基にドップラー周波数を検出するドップラー周波数検出部とを有する。

【0023】

本発明の周波数偏移検出方法は、複数のパスを通過した拡散信号の遅延プロファイルを測定し、最適なパスをサーチして選択し、各パスの拡散信号を逆拡散すると共に所定のパイロットシンボルを用いて当該パスに対するチャネル推定値を求めてコヒーレント検波するフィンガー処理を行い、各フィンガー処理による各チャネル推定値の位相変動成分から位相差を測定し、遅延プロファイルにより周期的なパスタイミング差を測定し、パスタイミング差と位相差を用いて信号の周波数誤差を検出し、周波数誤差を基にドップラー周波数を検出する。

【0024】

本発明の携帯通信端末は、複数のパスを通過した受信信号の遅延プロファイルを測定して最適なパスをサーチして選択するパス選択部と、各パスの拡散信号を逆拡散し、所定のパイロットシンボルを用いて当該パスに対するチャネル推定値を求めてコヒーレント検波を行う複数のフィンガー処理部と、各チャネル推定値の位相変動成分から位相差を測定する位相差測定部と、遅延プロファイルにより

周期的なパスタイミング差を測定するパスタイミング差測定部と、パスタイミング差と位相差を用いて信号の周波数誤差を検出する周波数誤差検出部と、周波数誤差を基にドップラー周波数を検出するドップラー周波数検出部とを有する周波数偏移検出回路と、拡散符号により拡散された信号を基地局との間で送受信する送受信回路とを備えている。

【 0 0 2 5 】

本発明の携帯通信端末は、拡散符号により拡散された信号を基地局との間で送受信する送受信部と、送受信部の送受信特性を制御する制御部と、少なくともアップリンクの制御チャンネルに使用する制御情報を生成する制御情報生成部と、受信信号のドップラー周波数を検出するドップラー周波数検出部と、そのドップラー周波数に応じて閉ループ送信ダイバーシチを行うべきか否か判定する判定部とを備え、制御情報生成部は、判定結果に応じた情報をアップリンクの制御チャンネルに挿入することで基地局側へ報告し、制御部は、当該報告に対応した基地局からの応答に応じて送受信部の受信特性を最適化制御する。

【 0 0 2 6 】

すなわち本発明によれば、各パスの各位相変動成分から求めた位相差と、遅延プロファイルから求めたパスタイミング差とを用いて、信号の周波数誤差を検出し、その周波数誤差を基にドップラー周波数を検出しているため、例えば、信号レベルが低い通信環境下やマルチパス環境下であっても、現在のドップラー周波数を精度良く検出できる。また、本発明によれば、携帯通信端末において現在のドップラー周波数を検出し、例えばアップリンクの制御チャンネルを用いて、そのドップラー周波数の値そのもの若しくは閉ループ送信ダイバーシチを行うべきか否かを表す情報を基地局側に報告し、その報告に応じた基地局側からの返答に応じて受信特性を最適化制御するため、良好な受信特性を得ることができる。

【 0 0 2 7 】

【発明の実施の形態】

以下、本発明の好ましい実施の形態について、図面を参照しながら説明する。

【 0 0 2 8 】

図 1 は、本発明の携帯通信端末の一実施の形態として、D S - C D M A 方式の

携帯電話機の概略構成を示す。なお、本発明の携帯通信端末は、携帯電話機だけでなく、DS-CDMA方式の通信機能を備えたカーナビゲーション装置等の移動体通信端末やPDA装置（PDA: Personal Digital Assistants）等であっても良い。

【0029】

本実施の形態の携帯電話機は、図1に示すように、送受信信号処理部21と、コミュニケーション処理部22と、アプリケーション制御処理部23とを備えている。コミュニケーション処理部22とアプリケーション制御処理部23は、CPUインターフェイス部24（CPU I/F部）を介して接続されている。上記コミュニケーション処理部22は、通話等のコミュニケーションを制御するためのコミュニケーションCPU61を備え、上記アプリケーション制御処理部23は、待ち受け画像の表示処理や着信メロディの音声処理等の各種のアプリケーションを制御するためのアプリケーションCPU71を備えている。なお、本実施の形態では、コミュニケーション処理部22での処理とアプリケーション制御処理部23での処理をそれぞれ別のCPUが担当した例を挙げているが、それら処理を一つのCPUが担当しても良いし、それら処理を3つ以上のCPUに分けて担当させても良い。

【0030】

[信号受信時の基本動作]

送受信信号処理部21は、図示しない基地局からの無線電波を送受信兼用アンテナ31により受信すると、その受信信号を共用器32を介して受信RF部33に送る。受信RF部33は、当該受信信号の低雑音増幅、高周波受信信号のベースバンド信号へのダウンコンバート、直交検波等の処理を行う。当該直交検波後のI、Qベースバンド信号は、受信復調部34へ送られる。

【0031】

詳細な構成及び動作については後述するが、受信復調部34は、I、Qベースバンド信号の量子化処理、拡散符号レプリカによる逆拡散とパイロットシンボルを用いたチャネル推定と当該チャネル推定値を用いたコヒーレント検波とを行うフィンガー処理、各フィンガー処理後の信号のRAKE合成処理、及び、当該R

A K E 合成後の受信データをデータ分離部 3 8 へ出力するなどの処理を行う。また、本実施の形態の場合の受信復調部 3 4 は、上記各チャネル推定値を用いた位相差測定処理、平均化遅延プロファイルの測定値に基づく最適なパスのサーチ及びパスの選択処理、周期的なパスタイミング差の検出処理、位相差とパスタイミング差の情報を用いた周波数誤差検出処理、周波数誤差信号の平均化処理、平均化処理後の周波数誤差信号と現在の周波数誤差信号との差分による現在のドップラー周波数の検出等の処理も行う。そして、当該受信復調部 3 4 にて上記受信信号から検出されたドップラー周波数の値は、コミュニケーション処理部 2 2 のコミュニケーション C P U 6 1 へ送られる。

【 0 0 3 2 】

データ分離部 3 8 は、受信データが音声データかその他の通信データ（例えばパケット通信データ）かの種別判別とその分離とを行い、当該種別判別により分離された音声データを音声復号部 3 9 へ、通信データを通信データ復号部 4 2 へ送る。

【 0 0 3 3 】

音声復号部 3 9 は、音声データの伸張処理、デインターリーブ処理、エラー訂正処理等の復号化処理を行った後、さらに D / A （ディジタル / アナログ）変換処理を施す。当該 D / A 変換後のアナログ音声信号は、アンプ 4 0 により増幅されてスピーカ 4 1 に供給される。これにより、受信された音声信号が、スピーカ 4 1 を介して出力されることになる。

【 0 0 3 4 】

上記通信データ復号部 4 2 は、上記通信データの伸張処理、デインターリーブ処理、エラー訂正処理等の復号化処理を行い、得られた通信データをコミュニケーション処理部 2 2 へ送る。また、当該通信データは、必要に応じてアプリケーション制御処理部 2 3 へも送られる。

【 0 0 3 5 】

[信号送信時の基本動作]

一方、マイクロホン 4 3 を介して入力されたアナログ音声信号は、アンプ 4 4 にて所定のレベルに調整された後、音声符号化部 4 5 に送られる。音声符号化部

45は、音声信号をA/D（アナログ／デジタル）変換処理し、さらに圧縮処理、インターリーブ処理、エラー訂正符号の付加処理等を行い、得られた音声データを送信変調部49に送る。

【0036】

また、コミュニケーション処理部22から入力された通信データは、通信データ符号化部47に送られる。当該通信データ符号化部47は、通信データの圧縮処理、インターリーブ処理、エラー訂正符号の付加処理等を行い、得られた通信データを送信変調部49に送る。

【0037】

送信変調部49は、供給された音声データや通信データに対して拡散符号による変調処理を施し、得られたI、Qベースバンド信号をD/A変換して送信RF部50へ送る。

【0038】

送信RF部50は、上記I、Qベースバンド信号を高周波の送信信号へアップコンバートした後、増幅して共用器32へ送る。この時の共用器32は、上記送信信号を送受信兼用アンテナ31へ送る。これにより、当該アンテナ31からは、送信信号が無線電波として送信されることになる。

【0039】

[コミュニケーション処理部の構成及び基本動作]

コミュニケーション処理部22のコミュニケーションCPU61は、送受信信号処理部21における上述した信号送受信処理を制御する。具体的には、コミュニケーションCPU61が、ROM63（Read Only Memory）に記憶されている通信制御ソフトウェアに従って各種通信制御処理を行う。

【0040】

また、コミュニケーションCPU61は、アップリンク用の共通及び個別チャネル用の各種制御データを生成する。詳細については後述するが、特に本実施の形態の場合、コミュニケーションCPU61は、送受信信号処理部21の受信復調部34から送られてきたドップラー周波数の値若しくはそのドップラー周波数に基づいて生成された所定の情報を、例えばアップリンクの通信中制御チャネル

(D C C H) 用のデータに付加して、基地局側へ報告することを行う。

【0041】

なお、コミュニケーションCPU61は、バスライン62を介して、ROM63、RAM64(Random Access Memory)、EEPROM65(Electrically Erasable and Programmable Read Only Memory)と接続されている。RAM64は、コミュニケーションCPU61の作業領域として使用され、コミュニケーションCPU61のソフトウェア実行中において必要に応じて計算途中のデータなどを記憶したり、他の各部との間で受け渡しするデータを一時的に記憶する。EEPROM65は、不揮発性メモリであって、携帯電話機の電源がオフ操作されても、例えば直前の通信設定条件の情報を記憶しておくことができる。したがって、コミュニケーションCPU61は、次回に電源がオン操作された際に、このEEPROM65に記憶されている情報に基づいて各部を設定制御することで、電源がオフ操作される直前の設定を再現するようになっている。

【0042】

このように、コミュニケーション処理部22は、上記通信制御ソフトウェアによって信号の送受信処理等の各種の通信制御処理を行う。

【0043】

[アプリケーション制御処理部の構成及び基本動作]

アプリケーション制御処理部23は、キー入力等のユーザインターフェース制御や、待ち受け画像の表示処理、着信メロディの音声処理などのアプリケーションを実行する。具体的には、アプリケーションCPU71が、ROM72に記憶されているアプリケーションソフトウェアを起動し、アプリケーション用バスライン73を介して接続された各部を制御することにより、上記アプリケーション機能を実現する。

【0044】

アプリケーション用バスライン73を介して上記アプリケーションCPU71と接続されている各構成要素のうち、RAM74は、アプリケーションCPU71の作業領域として使用され、EEPROM75はアプリケーションの設定条件等を記憶している。また、ROM72は、当該携帯電話機の初期化のための情報

や、表示部 8 2 (LCD) に文字を表示するための表示用のフォントデータや、リング 7 8 による音響出力を得るための音響サンプルデータ、バイブレータ 7 9 を動作させるための振動パターンなどを記憶している。内部ストレージ 8 9 は、例えばフラッシュメモリ等の記憶保持動作が不要な書き換え可能な記憶媒体であり、例えば上記各種のアプリケーションソフトウェアや、電話番号や電子メールアドレス及びそれに対応した氏名、名称などの情報からなる電話帳データ、スケジュールデータ、発着信の通信履歴データ、メモ帳データ等の各種のデータを記憶する。なお、これらデータはEEPROM 7 5 に記憶されても良い。また、内部ストレージ 8 9 とEEPROM 7 5 は、別構成ではなく、同一のメモリ内の記憶領域を分割して実現されていても良い。

【0045】

キー操作部 7 6 は、電話番号やアルファベット、仮名文字、記号等の入力に使用されるボタンや、画面上でカーソルを移動させるためのカーソル操作子、電源オン／オフなど、ユーザにより操作される各種のキーやボタン、ダイヤルからなる。当該携帯電話機において、キー操作部 7 6 がユーザにより操作されると、キー I / F 7 7 はその操作情報をアプリケーション CPU 7 1 に送る。この時のアプリケーション CPU 7 1 は、そのキー操作に従ったアプリケーション処理を実行する。

【0046】

また、アプリケーション CPU 7 1 は、リング 7 8 やバイブレータ 7 9、LED (Light Emitting Diode) 8 0 を駆動させて呼び出しをユーザに通知したり、待ち受け画像や各種メッセージ等をLCD I / F 8 1 を介して表示部 8 2 に表示させる制御を行う。

【0047】

また、この携帯電話機は、例えばSIM (Subscriber Identity Module) カード 8 3 を装着可能なカードドライブ 8 4 や、外部ストレージ 8 6 を接続可能なストレージ I / F 8 7 をも備えているものとする。当該カードドライブ 8 4 に上記SIMカード 8 3 が装着されると、カードドライブ 8 4 は、そのSIMカード 8 3 に記録されているユーザの電話番号等の個人IDなどを読み出し、カード I /

F85、CPU I/F部24を介してコミュニケーションCPU61に供給する。このときのコミュニケーションCPU61は、それら情報により、例えばユーザの認証を行う。また、外部ストレージ86がストレージI/Fに接続されると、アプリケーションCPU71は、その外部ストレージ86の記録内容をストレージI/F87を介して読み込む。この外部ストレージ86から読み出された情報は、必要に応じてコミュニケーションCPU61にも供給される。なお、上記外部ストレージ86は、例えばスティック状或いはカード状の半導体メモリであっても良い。当該外部ストレージ86は、例えば大容量を有しており、各種のアプリケーションソフトウェアや待ち受け画面、着信メロディ、フォント等のデータを記憶可能なものである。また、コミュニケーションCPU61及びアプリケーションCPU71は、外部ストレージ86に記憶されたソフトウェアを読み出し、既存のソフトウェアを書き換え制御（バージョンアップ、アップデート）することも可能となっている。勿論、本実施の形態の携帯電話機は、受信したり外部I/F88を介してダウンロードされたソフトウェアによるバージョンアップやアップデートも可能となされている。

【0048】

[受信復調部の詳細な構成及び動作]

次に、図2を用いて、上記受信復調部34の詳細な構成及び動作を説明する。以下、当該受信復調部34がドップラー周波数を如何にして検出するかを主に説明する。なお、図2には、受信復調部34の前段の受信RF部33も記している。

【0049】

図2において、端子1には図1の共用器32からの受信信号が供給される。受信RF部33は、受信信号を増幅し、VC-TCXO（電圧制御機能付温度補償型水晶発振器）13からの基準周波数信号によりRF帯域の受信信号を前記ベースバンド信号にダウンコンバートし、さらに直交検波によりI、Qベースバンド信号を生成する。当該受信RF部33から出力されたI、Qベースバンド信号は、受信復調部34のA/D変換器3に送られる。

【0050】

このA/D変換器3には、上記VC-TXO13からの基準周波数信号を用いて基準クロック生成部8により生成された基準クロックが、サンプリングクロックとして供給されている。当該A/D変換器3は、上記サンプリングクロックにより上記I、Qベースバンド信号をサンプリングして量子化したデジタル信号を出力する。なお通常、A/D変換時のサンプリング周波数は、量子化精度を高めるために、チップレートに対してオーバーサンプリングされるものとなされる。上記量子化後のデジタル受信信号は、フィンガー処理部35_1, 35_2, ..., 35_nと、パスサーチ&パス選択部9に送られる。

【0051】

ここで、DS-CDMA方式移動体通信システムにおける基地局からのダウンリンク信号には、様々な物理チャネルが存在する。3GPPにおいては、DPCH (Dedicated physical control channel)、SCH (Synchronisation channel)、PCPICH (Primary-Common pilot channel)、PCCPCH (Primary-Common control physical channel)、PICH (Paging indicator channel) など、全部で11のダウンリンク物理チャネルが定義されている。その中で、DPCHは、実際にユーザが通信を行う際に使用される物理チャネルであり、PCPICHは、各ダウンリンク物理チャネルの位相基準となるもので、常に基地局から全方向に一様に送信されている。また、一つのセル（セクタ）に対して、PCPICHは一つだけなので、セルサーチの際に使用される物理チャネルとなっている。

【0052】

図3と図4は、ダウンリンクのDPCHとPCPICHのフレーム構成の詳細を示す。ダウンリンクのDPCHは、図3において、15個のタイムスロットで (SlotNo. 1~SlotNo. 15) 1フレームが構成され、1タイムスロットは、データ(Data1)、TPC (送信電力制御コマンド)、TFCI (Transport Format Combination Indicator)、データ(Data2)、パイロットシンボル (pilot) からなる。当該DPCHのパイロットシンボル (pilot) は、CDMAの受信機側において予め送信データの変調位相が既知の信号である。また、一つのタイムスロット内には最低1シンボルから最高8シンボルまでが適用される。PCPICH

CHは、図4に示すように、15個のタイムスロットで (SlotNo. 1 ~ SlotNo. 15) 1フレームが構成され、1タイムスロットは、予め定義された10個のシンボルAの送信データからなる。当該P-CPICHの送信データも予め変調位相が決められた信号である。

【0053】

図2に戻り、パスサーチ&パス選択部9は、前述の量子化された受信信号を用いて、平均化遅延プロファイルを測定し、そのサーチ範囲内の各パスの同期捕捉を行う。ここで、同期捕捉された各パスの受信信号には、他ユーザ干渉や熱雑音が含まれているため、パスサーチ&パス選択部9は、各パスの受信信号レベルに対してしきい値判定を行うことで、上記他ユーザ干渉や熱雑音の影響を排除し、その後、受信信号レベルの大きなパスの順に選択する。また、一般に、陸上移動体通信環境では、遅延プロファイル上の各パスがレイリーフェージングに起因する瞬時変動を受けるので、パスサーチ&パス選択部9は、それらの影響を取り除くために各パスの受信信号レベルを平均化する。さらに、本実施の形態の場合、パスサーチ&パス選択部9は、高速に変動する遅延プロファイルに追従し、且つパスサーチ範囲時間、及び各パスの受信信号レベルの平均化時間を低減させないようにすることを実現するために、拡散符号の初期同期時間が短いマッチトフィルタを使っている。また、パスサーチ&パス選択部9は、同期捕捉する物理チャネルとしてP-CPICHを用いる。前述したように、P-CPICHは、各ダウンリンク物理チャネルの位相差基準であり、常に基地局からセル（セクタ）内全体に渡って送信されている。当該P-CPICHは一般にユーザ通信に用いられるDPCHより大きい電力で送信されるため、パスサーチ&パス選択部9は、精度良く受信信号のパスを捕捉することができる。なお、もし、P-CPICHを用いることができない場合、パスサーチ&パス選択部9は、代わりにS-CPICHを用いるようにする。但し、S-CPICHを用いるのは、上位レイヤ（RRCプロトコル）から端末に対してその旨の通知がなされた時である。

【0054】

図5は、パスサーチ&パス選択部9における平均化遅延プロファイル測定例を示す。ここで、図中T0はパスサーチ範囲時間であり、図5中#1, #2, #3

の各波形は、パスサーチ出力を任意に設定できる平均化時間で平均した平均化遅延プロファイルである。平均化遅延プロファイル# 1 から# 2 において、パス選択しきい値レベルよりもレベルが大きいパスの中で最大のパスである p_{s10} と p_{s20} に着目すると、パスタイミングの差分は Δt_1 である。同様に平均化遅延プロファイル# 2 から# 3 において、パス選択しきい値レベルよりもレベルが大きいパスの中で最大のパスである p_{s20} と p_{s30} に着目すると、パスタイミングの差分は Δt_2 である。したがって、前述した式 (1) を用いて、 $\Delta t_1 / NT$ 、 $\Delta t_2 / 2 \cdot NT$ を計算すれば、周波数誤差つまり相対移動速度が推定できることになる。但し、 NT は遅延プロファイル平均化時間を示す。

【0055】

次に、パスサーチ&パス選択部 9 により測定された平均化遅延プロファイル情報はパスタイミング差測定部 12 へ送られ、上記同期捕捉及び選択されたパスの割り当て情報はフィンガー処理部 35_1 ~ 35_n へ送られる。

【0056】

パスタイミング差測定部 12 は、上述した平均化遅延プロファイル情報と基準クロック生成部 8 からの基準クロックからパスタイミング差分情報を生成する。ここで当該パスタイミング差測定部 12 は、パス選択しきい値レベルよりも受信信号レベルが大きいパスの中で最大のパス間のタイミング差分を求める方法や、パス選択しきい値レベルより受信信号レベルが大きい各パスについて、それぞれ受信信号振幅に対応している各パス間のタイミング差分を求めてそれら各タイミング差分の情報を最大比合成する方法などにより、パスタイミング差分情報を生成する。なお、本実施の形態において、パスタイミング差測定部 12 は、DS-SS-SSMA 方式の受信機として必須の機能であるパスサーチ&パス選択部 9 により得られた平均化遅延プロファイルの情報を利用して上記パスタイミング差分情報を生成しているため、回路的にも制御的にも規模が増大することはない。

【0057】

さらに、捕捉された各パスの受信信号には他ユーザ干渉や熱雑音が含まれているため、本実施の形態のパスタイミング差測定部 12 は、上記パスの受信信号振幅に対応した信頼度情報を上記測定した各パスタイミング差分情報へ付加するこ

とにより、当該パスタイミング差分情報に重み付けを行う。当該重み付けされた各パスタイミング差分情報は、周波数誤差検出部 15 へ送られる。

【0058】

一方、フィンガー処理部 35_1 ~ 35_n には、上記パスサーチ&パス選択部 9 で捕捉及び選択されたパスがそれぞれ割り当てられる。これら各フィンガー処理部 35_1 ~ 35_n は、それぞれ同じ構成を有する。以下、代表してフィンガー処理部 35_1 を例に挙げて説明する。フィンガー処理部 35_1 は、逆拡散部 4 とチャンネル推定部 5 とコヒーレント検波部 6 とを有して構成されている。逆拡散部 4 は、パスサーチ&パス選択部 9 での各チップタイミングを用い、現在、基地局と通信中の DPCH の拡散符号レプリカにより、前記量子化後の受信信号を逆拡散処理する。当該逆拡散された DPCH の受信信号は、チャンネル推定部 5 へ送られる。チャンネル推定部 5 は、当該受信信号のうち図 3 に示したダウンリンク DPCH のパイロットシンボルを用いてチャンネル推定を行う。なお、チャンネル推定とは、各パスのフェージング変動に起因する受信信号のフェージング複素包絡線を推定することである。すなわち、絶対同期検波を行うためには、各パスのフェージング変動に起因する受信信号の位相及び振幅の変動、つまりフェージング複素包絡線を推定する必要があるため、チャンネル推定部 5 は、当該フェージング複素包絡線を推定する。具体的に言うと、チャンネル推定部 5 は、予め送信データ変調位相が既知である上記ダウンリンク DPCH のパイロットシンボルの受信位相及び振幅を参照位相及び振幅とし、フェージングに起因する振幅及び位相変動分を表すチャンネル推定値を求める。当該チャンネル推定部 5 により求められたチャンネル推定値と上記逆拡散後の受信信号は、コヒーレント検波部 6 へ送られる。また、チャンネル推定値は、位相差測定部 10 へも送られる。コヒーレント検波部 6 は、各シンボル毎の受信信号に、上記チャンネル推定値の複素共役を乗算することで、当該受信信号の位相変動分を補償する。このコヒーレント検波部 6 から出力された上記位相変動補償後の受信信号は、RAKE 合成部 7 へ送られる。

【0059】

RAKE 合成部 7 は、各フィンガー処理部 35_1 ~ 35_n から出力されたダウンリンク DPCH の受信信号を最大比合成する。この RAKE 合成部 7 からの

受信信号は、端子 3 6 を介して図 1 のデータ分離部 3 8 へ送られると共に、S I R（希望波受信電力対干渉信号電力比）測定部 1 1 へも送られる。

【0 0 6 0】

S I R 測定部 1 1 は、上記 R A K E 合成部 7 が最大比合成したダウンリンク D P C H 受信信号を用いて、S I R を測定し、その S I R に対応した信頼度情報を生成する。当該信頼度情報は、位相差測定部 1 0 へ送られる。

【0 0 6 1】

位相差測定部 1 0 は、チャンネル推定部 5 より送られてきたチャンネル推定値の位相変動情報を用いて、受信信号の位相差を測定する。ここで、本実施の形態の場合、位相差測定部 1 0 は、スロット内の各パイロットシンボルから得られる位相変動情報を用いた位相差情報と、スロット間の各パイロットシンボル群から得られる位相変動情報を用いた位相差情報とを求める。これら位相差情報は、現在のユーザ通信に使用されているダウンリンク D P C H のパイロットシンボルを用いたチャンネル推定値を利用して測定されているので、実状に合った情報であるといえる。なお、位相差測定部 1 0 は、上記位相差を求める際に使用するチャンネル推定値の位相変動情報として、例えば、パス選択しきい値レベルよりも受信信号レベルが大きいパス（例えば最大信号振幅のパス）が割り当てられたフィンガー処理部からの位相変動情報のみを用いたり、パスサーチ&パス選択部により各フィンガー処理部に割り当てられた各パスの受信信号振幅に対応してそれら各フィンガー処理部の位相変動情報を最大比合成して得られた位相変動情報を用いることができる。

【0 0 6 2】

ここで、ダウンリンク D P C H のパイロットシンボルを例えば 2 シンボル（第 1 パイロットシンボル、第 2 パイロットシンボルと呼ぶことにする）とした場合を挙げ、上記位相差測定部 1 0 が、上記スロット内の各パイロットシンボルとスロット間のパイロットシンボル群からの位相変動情報を用いて位相差情報を求める場合の具体例を、図 6、図 7 を用いて説明する。

【0 0 6 3】

先ず、図 6 を用い、スロット内の各パイロットシンボルから得られた位相変動

情報を用いて、上記位相差測定部 10 が位相差情報を求める場合の例を説明する。この図 6 において、スロット内の第 1, 第 2 パイロットシンボルの正規座標位置 $CP12$ を共に第 1 象限とすると、受信した第 1 パイロットシンボルの座標位置 $CP1$ と正規座標位置 $CP12$ との間の位相変動分、すなわち第 1 パイロットシンボルから得られたチャンネル推定値の位相変動情報は $\Delta\theta 1$ であり、また、受信した第 2 パイロットシンボルの座標位置 $CP2$ と正規座標位置 $CP12$ との間の位相変動分、すなわち第 2 パイロットシンボルによるチャンネル推定値の位相変動情報は $\Delta\theta 2$ である。したがって、スロット内の第 1, 第 2 パイロットシンボル間の位相差の絶対値は $|\Delta\theta 1 - \Delta\theta 2|$ であり、位相差の符号は負を表すことになる。このように、上記位相差測定部 10 は、スロット内の各パイロットシンボルから得られるチャンネル推定値の位相変動情報を用いて位相差情報を求める。

【0064】

次に、図 7 を用い、スロット間の第 1, 第 2 パイロットシンボル群から得られた位相変動情報を用いて、上記位相差測定部 10 が位相差情報を求める場合の例を説明する。この図 7 において、スロット間の第 1, 第 2 パイロットシンボル群の正規座標位置 $CGP12$ を共に第 1 象限とすると、受信した第 1 パイロットシンボル群の座標位置 $CGP1$ と正規座標位置 $CGP12$ との間の位相変動情報、すなわち第 1 パイロットシンボル群から得られるチャンネル推定値の位相変動情報は $\Delta\theta 3$ であり、また、受信した第 2 パイロットシンボル群の座標位置 $CGP2$ と正規座標位置 $CGP12$ との間の位相変動情報、すなわち第 2 パイロットシンボル群から得られるチャンネル推定値の位相変動情報は $\Delta\theta 4$ である。したがって、上記各スロットの第 1, 第 2 パイロットシンボル群間の位相差の絶対値は $|\Delta\theta 3 - \Delta\theta 4|$ であり、位相差の符号は負を表すことになる。このように、上記位相差測定部 10 は、スロット間のパイロットシンボル群から得られるチャンネル推定値の位相変動情報を用いて位相差情報を求める。

【0065】

なお、位相差測定部 10 は、DS-SS 方式の受信機として必須の機能である各フィンガー処理部における各チャンネル推定値の位相変動情報を利用して位

相差情報を求めているため、回路的にも制御的にも規模が増大することはない。

【0066】

さらに、上記ダウンリンクDPCHの受信信号には他ユーザ干渉や熱雑音が含まれているので、上記位相差測定部10は、上記SIR測定部11により測定されたSIRに対応した信頼度情報を上記位相差情報に付加することで重み付けを行う。当該重み付け後の位相差情報は、周波数誤差検出部15へ送られる。

【0067】

周波数誤差検出部15は、上記位相差測定部10から供給された位相差情報と、上記パスタイミング差測定部12から供給されたパスタイミング差分情報とを用いて、周波数誤差を検出する。

【0068】

ところで、一般に、パイロットシンボルによるチャネル推定値、つまり位相変動情報から得られる位相差の絶対値は、180度以内でないと、正負どちらの方向に位相がずれたのかを検出することができない。

【0069】

また、上記位相差測定部10により求められる位相差情報のうち、上記スロット内のパイロットシンボル間の位相差情報は、大きな周波数誤差に対して正しく位相差を検出できる情報であると言える。すなわち、前記図6での例を挙げて説明すると、スロット内の第1、第2パイロットシンボル間の位相差の絶対値 $|\Delta\theta_1 - \Delta\theta_2|$ を用い、前述の式(1)により $|\Delta\theta_1 - \Delta\theta_2| / T_{\text{symbol}}$ を計算すれば、大きな周波数誤差（つまり相対移動速度）が推定できることになる。但し、 T_{symbol} はシンボル周期を示す。

【0070】

同様に、上記位相差測定部10により求められる位相差情報のうち、上記各スロットのパイロットシンボル群間の位相差情報は、細かな周波数誤差に対して正しく位相差を検出できる情報であると言える。すなわち、図7での例を挙げて説明すると、各スロットのパイロットシンボル群間の位相差の絶対値 $|\Delta\theta_3 - \Delta\theta_4|$ を用い、前述の式(1)により $|\Delta\theta_3 - \Delta\theta_4| / T_{\text{slot}}$ を計算すれば、細かな周波数誤差（つまり相対移動速度）が推定できることになる。但し、 T

slotはスロット周期を表す。

【0 0 7 1】

このため、本実施の形態の周波数誤差検出部 1 5 は、スロット内パイロットシンボル間の位相差情報を大まかな周波数誤差検出に利用し、各スロットのパイロットシンボル群間の位相差情報を細かな周波数誤差検出に利用し、それら位相差情報と上記パスタイミング差分情報とから周波数誤差を検出する。

【0 0 7 2】

ここで、前述したように、上記パスタイミング差分情報は P - C P I C H (S - C P I C H) から生成され、位相差情報はダウンリンク D P C H から生成されている。その一方で、D S - C D M A 方式によれば、今後、ダウンリンクにおけるユーザ容量の増大化を実現するために、基地局側においてアダプティブアレイアンテナによる指向性制御が検討されている。その場合、セル（セクタ）の全方向に一様に送信されている P - C P I C H と、指向性制御されているダウンリンク D P C H とでは、チャンネルの伝搬条件が異なってしまう状況が考えられる。したがって、本実施の形態では、P - C P I C H (S - C P I C H) を用いたパスタイミング差分情報とダウンリンク D P C H のパイロットシンボルを用いた位相差情報の二つの情報を利用することで、精度良く周波数誤差を検出可能としている。

【0 0 7 3】

また、本実施の形態によれば、前述したように、パスタイミング差分情報と位相差情報にはそれぞれ信頼度情報が付加されており、当該信頼度情報は、より精度の高い周波数誤差を検出するために用いられる。すなわち、一例として、周波数誤差検出部 1 5 は、位相差測定部 1 0 からの位相差情報に付加された信頼度情報と、パスタイミング差測定部 1 2 からのパスタイミング差分情報に付加された信頼度情報とを比較し、信頼度情報が高い方の情報を用いて周波数誤差を検出する。若しくは、周波数誤差検出部 1 5 は、例えば、位相差測定部 1 0 からの位相差情報に付加された信頼度情報とパスタイミング差測定部 1 2 からのパスタイミング差分情報に付加された信頼度情報を重み付けとし、それら位相差情報とタイミング差分情報に最大比合成を行い、その最大比合成後の情報から周波数誤差を

検出しても良い。

【0074】

以上のように上記周波数誤差検出部15で検出された周波数誤差の情報は、平均化処理部17と演算部18へ送られる。

【0075】

平均化処理部17は、上記周波数誤差を平均化する。当該平均化処理部17により平均化された周波数誤差の情報は、演算部18と周波数補正量演算処理部16に送られる。周波数補正量演算処理部16は、上記平均化された周波数誤差情報を用いて、当該携帯電話機自身の周波数補正量を求める。この周波数補正量情報は、D/A変換器14により制御電圧値に変換され、VC-TCXO13へ送られる。VC-TCXO13は、上記制御電圧値に応じて自動周波数制御（AFC）される。これにより、当該携帯電話機の周波数補正がなされる。

【0076】

ここで、上記平均化処理部17における周波数誤差の平均化処理は、移動体通信環境下におけるマルチパスフェージングにより生ずるランダムな周波数変動分を吸収するために行われるものであり、基地局と移動局との間で生じるキャリアオフセット周波数誤差分を抽出することに相当する。なお、本実施の形態の平均化処理部17は、周波数誤差検出部15からの周波数誤差情報の平均化を行う際の平均化時間を任意に設定できる機能を備えている。当該平均化時間のパラメータは、上記AFC動作に用いる周波数補正量が最適となるようにシミュレーション値や実際の移動体通信環境下での実験結果から、最適値を選んで決められている。

【0077】

一方、演算部18は、上記平均化処理後の周波数誤差から、上記周波数誤差検出部15より供給された現在の周波数誤差を減算する。すなわち、当該演算部18は、上記周波数誤差検出部15より供給された現在の周波数誤差と上記平均化処理後の周波数誤差との差分をとる。この演算部18での減算処理後の周波数誤差情報は、ドップラー周波数検出部19へ送られる。

【0078】

ドップラー周波数検出部 19 は、上記演算部 18 からの周波数誤差情報を用いて、現在のドップラー周波数を検出する。当該検出されたドップラー周波数は、端子 37 を介して出力され、図 1 のコミュニケーション CPU 61 へ送られる。

【0079】

以上説明したことから、本実施の形態の携帯電話機によれば、各パスの各位相変動成分から求めた位相差と、遅延プロファイルから求めたパスタイミング差とを用いて、信号の周波数誤差を検出し、その周波数誤差を基にドップラー周波数を検出しているため、例えば受信レベルが低い通信環境下やマルチパス環境下であっても、現在のドップラー周波数を精度良く検出できる。また、本実施の形態の携帯電話機によれば、DS-SSMA 方式の受信機として必須の機能であるパスサーチ&パス選択機能及びフィンガー処理部におけるチャネル推定機能を利用し、パスタイミング差と位相差を求め、それらから周波数誤差を検出し、さらにドップラー周波数を検出するため、新たに複雑な回路を付加することなく、また回路規模を削減し且つ廉価な構成により、ドップラー周波数を精度良く検出可能である。

【0080】

次に、図 8 には、移動局 93 とそれに対応した基地局 90 とを有する、本発明の移動体通信システムの概略構成を示す。この図 8 において、基地局 90 は送信ダイバーシチ用のアンテナ 91, 92 等を備えている。また、移動局 93 は、本実施の形態の携帯電話機である。上記基地局 90 と本実施の形態の携帯電話機（移動局 93）との間では、電波 W1, W2, W3 による無線通信が行われる。

【0081】

ここで、前述したように、閉ループ送信ダイバーシチは、その原理上、低速移動時つまりドップラー周波数が小さい場合には受信特性の改善に効果があるが、高速移動時つまりドップラー周波数が大きい場合には基地局でのフィードバック情報の受信誤りや伝搬路特性の変動に対する追従が遅れることにより、受信特性が劣化してしまう。

【0082】

そこで、本実施の形態の携帯電話機（移動局 93）の前記コミュニケーション

CPU 6 1 は、上述のようにして受信復調部 3 4 から送られてきたドップラー周波数と所定のしきい値とを比較し、上記ドップラー周波数が当該しきい値を超える場合には、閉ループ送信ダイバーシチでも受信特性の改善に効果が無いと判断し、一方、ドップラー周波数が当該しきい値を超えない場合には閉ループ送信ダイバーシチにより受信特性の改善に効果があると判断し、その判断結果に応じて閉ループ送信ダイバーシチを行うべきか否かを決定する。なお、上記しきい値は、シミュレーション値や実際の移動体通信環境での実験結果から、最適値を選んで決められた値である。

【 0 0 8 3 】

そして、本実施の形態の携帯電話機（移動局 9 3）のコミュニケーション CPU 6 1 は、基地局 9 0 との間で個別チャネルが確立されているときに、上記閉ループ送信ダイバーシチを行うべきか否かの判定結果情報を、アップリンク通信中制御チャネル（D C C H）に付加して送信変調部 4 9 へ送り、基地局 9 0 へ報告する。

【 0 0 8 4 】

この判定結果情報を受け取った基地局 9 0 は、閉ループ送信ダイバーシチを行うかどうかの判断に際して、上記移動局 9 3 から送られてきた判定結果情報に従うようにする。すなわち、移動局 9 3 から閉ループ送信ダイバーシチを行うべきことを表す判定結果情報が送信されてきたとき、基地局 9 0 は閉ループ送信ダイバーシチ制御を行い、逆に、移動局 9 3 から閉ループ送信ダイバーシチを行わないことを表す判定結果情報が送信されてきたとき、基地局 9 0 は閉ループ送信ダイバーシチ制御を行わず、例えば開ループ送信ダイバーシチ制御を行うことにする。

【 0 0 8 5 】

これにより、当該移動体通信システムは、ドップラー周波数が大きい場合に閉ループ送信ダイバーシチを適用してしまうことで、受信特性を劣化させる状態を防ぐことができ、一方、ドップラー周波数が小さい場合には閉ループ送信ダイバーシチを適用でき、良好な受信特性を得ることができる。

【 0 0 8 6 】

なお、移動局 93 は、例えばドップラー周波数がしきい値を超えているか或いは超えていないかの 2 値判定を行い、その 2 値判定結果を基地局 90 へ報告するものであっても良い。この場合、アップリンク通信中制御チャネル (D C C H) における通信量が低減可能となる。

【0087】

或いは、移動局 93 は、閉ループ送信ダイバーシチを行うべきか否かの判断を行わず、上記検出したドップラー周波数の値そのものをアップリンク通信中制御チャネル (D C C H) を用いて基地局 90 に報告するものであっても良い。この場合、基地局 90 は、当該報告されたドップラー周波数の値を用いて、閉ループ送信ダイバーシチを行うかどうかの判断を行う。

【0088】

その後、本実施の形態の携帯電話機のコミュニケーション CPU 61 は、基地局 90 から閉ループ送信ダイバーシチ制御を行う旨の応答、若しくは、閉ループ送信ダイバーシチ制御を行わず例えば開ループ送信ダイバーシチ制御を行う旨の返答を受け取ると、その返答に応じて、受信復調部 34 の受信特性を最適化制御する。

【0089】

以上のように、本実施の形態によれば、携帯電話機 (移動局 93) 側において現在のドップラー周波数を検出し、例えばアップリンク通信中制御チャネル (D C C H) を用いて、そのドップラー周波数の値そのもの若しくは閉ループ送信ダイバーシチを行うべきか否かを表す情報を基地局 90 側に報告し、基地局 90 側ではその報告値に応じて閉ループ送信ダイバーシチを行うかどうかを判断することで、ドップラー周波数に応じた閉ループ送信ダイバーシチの最適化制御が可能になり、受信特性を向上させることができる。

【0090】

なお、上述した実施の形態の説明は、本発明の一例である。このため、本発明は上述した実施の形態に限定されることなく、本発明に係る技術的思想を逸脱しない範囲であれば、設計等に応じて種々の変更が可能であることはもちろんである。

【0091】

【発明の効果】

本発明においては、各パスの各位相変動成分から求めた位相差と、遅延プロファイルから求めたパスタイミング差とから、信号の周波数誤差を検出し、その周波数誤差を基にドップラー周波数を検出しているため、新たに複雑なドップラー周波数検出回路を付加することなく、また、信号レベルが低い通信環境下やマルチパス環境下であっても現在のドップラー周波数を精度良く検出できる。

【0092】

また、本発明によれば、携帯通信端末において現在のドップラー周波数を検出し、例えばアップリンクの制御チャネルを用いて、そのドップラー周波数の値そのもの若しくは閉ループ送信ダイバーシチを行うべきか否かを表す情報を基地局側に報告しているため、基地局は、閉ループ送信ダイバーシチを的確且つ効果的に使用することができ、また、携帯通信端末は、基地局側からの返答に応じて受信特性を最適化制御するため、良好な受信特性を確保可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】

本発明実施の形態の携帯電話機の内部構成を示すブロック図である。

【図2】

受信復調部の詳細な構成を示すブロック図である。

【図3】

DPCHのフレーム構成の詳細を示す図である。

【図4】

PCPICHのフレーム構成の詳細を示す図である。

【図5】

パスサーチ&パス選択部における平均化遅延プロファイル測定例の説明に用いる図である。

【図6】

スロット内パイロットシンボル間によるチャネル推定値の位相変動情報の説明に用いる図である。

【図 7】

各スロットのパイロットシンボル群間によるチャネル推定値の位相変動情報の説明に用いる図である。

【図 8】

本発明実施の形態の移動体通信システムの概略構成を示す図である。

【図 9】

従来のフィンガー処理部と R A K E 信号処理部の概略構成を示す図である。

【図 1 0】

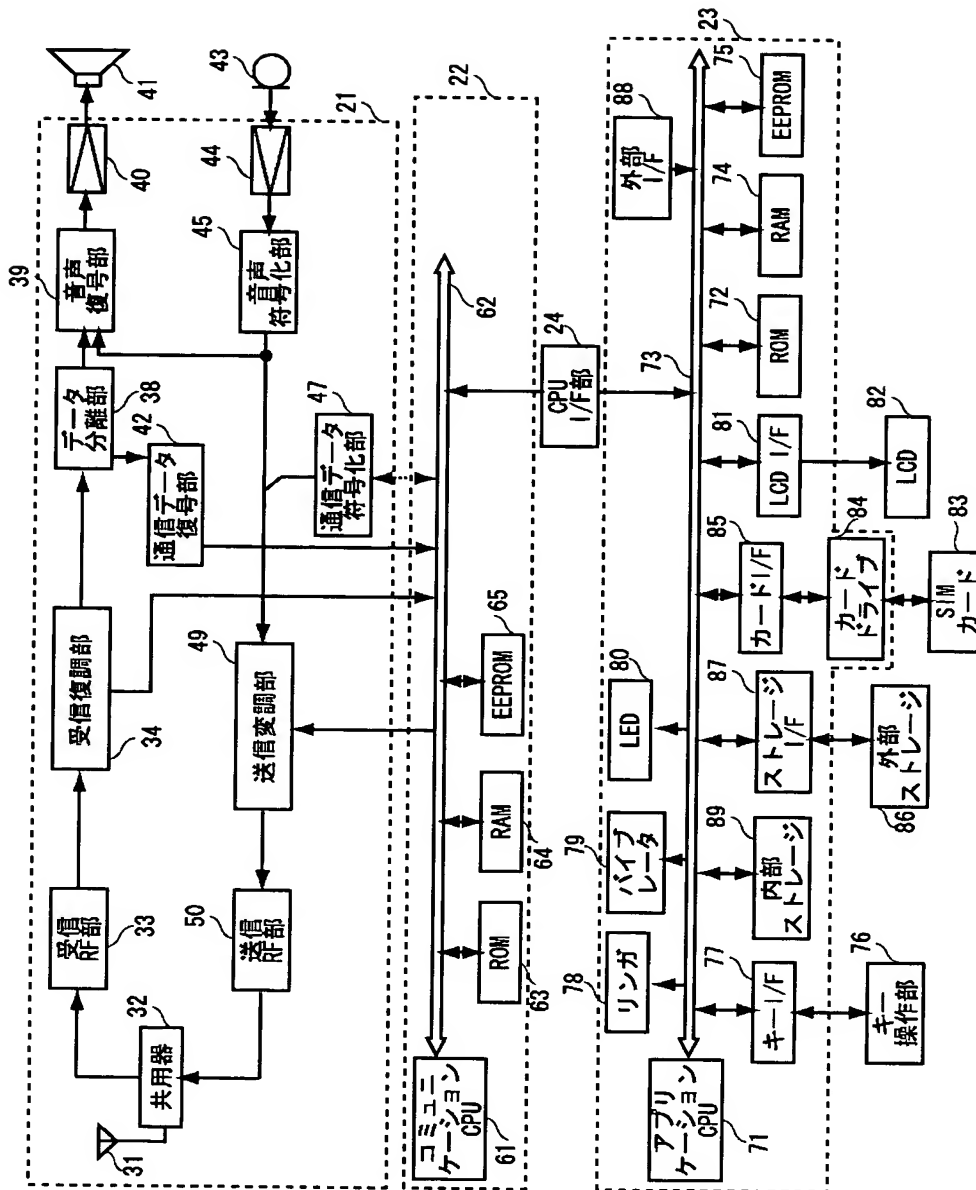
従来のフィンガー処理部による捕捉及び追従すべきパスに対する逆拡散値と受信されたパス位置と時間の経過との関係を示す図である。

【符号の説明】

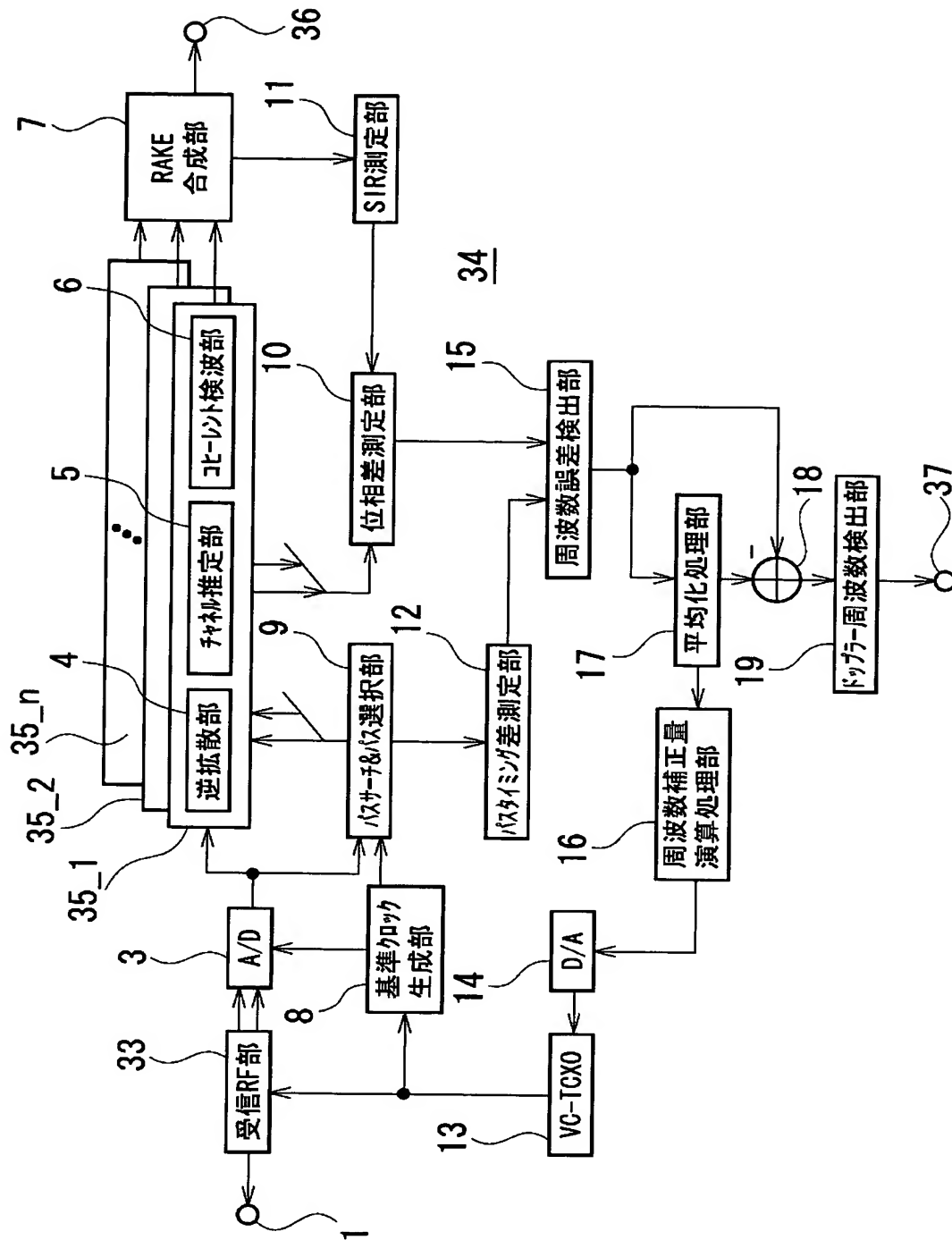
3…A/D変換器、4…逆拡散部、5…チャネル推定部、6…コヒーレント検波部、7…R A K E 合成部、8…基準クロック生成部、9…パスサーチ&パス選択部、10…位相差測定部、11…S I R 測定部、12…パスタイミング差測定部、13…V C - T C X O、14…D/A変換器、15…周波数誤差検出部、16…周波数補正量演算処理部、17…平均化処理部、18…演算部、19…ドップラー周波数検出部、33…受信 R F 部、34…受信復調部、35_1～35_n…フィンガー処理部、49…送信変調部、61…コミュニケーション C P U、90…基地局、93…移動局（携帯電話機）

【書類名】 図面

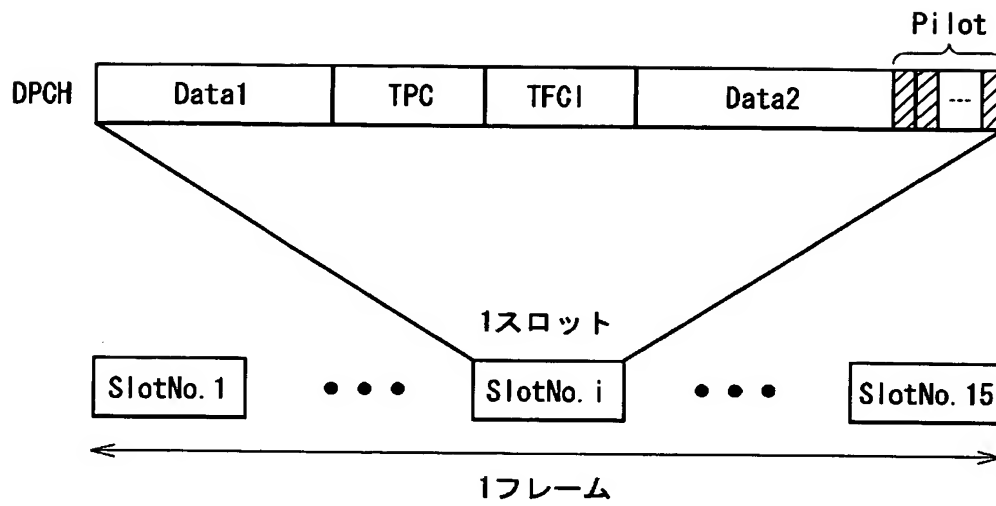
【図1】



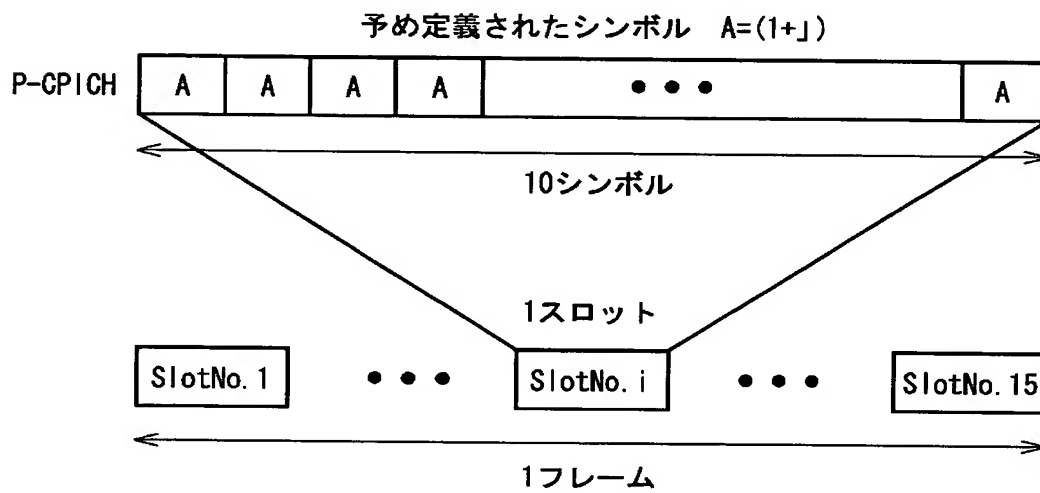
【図2】



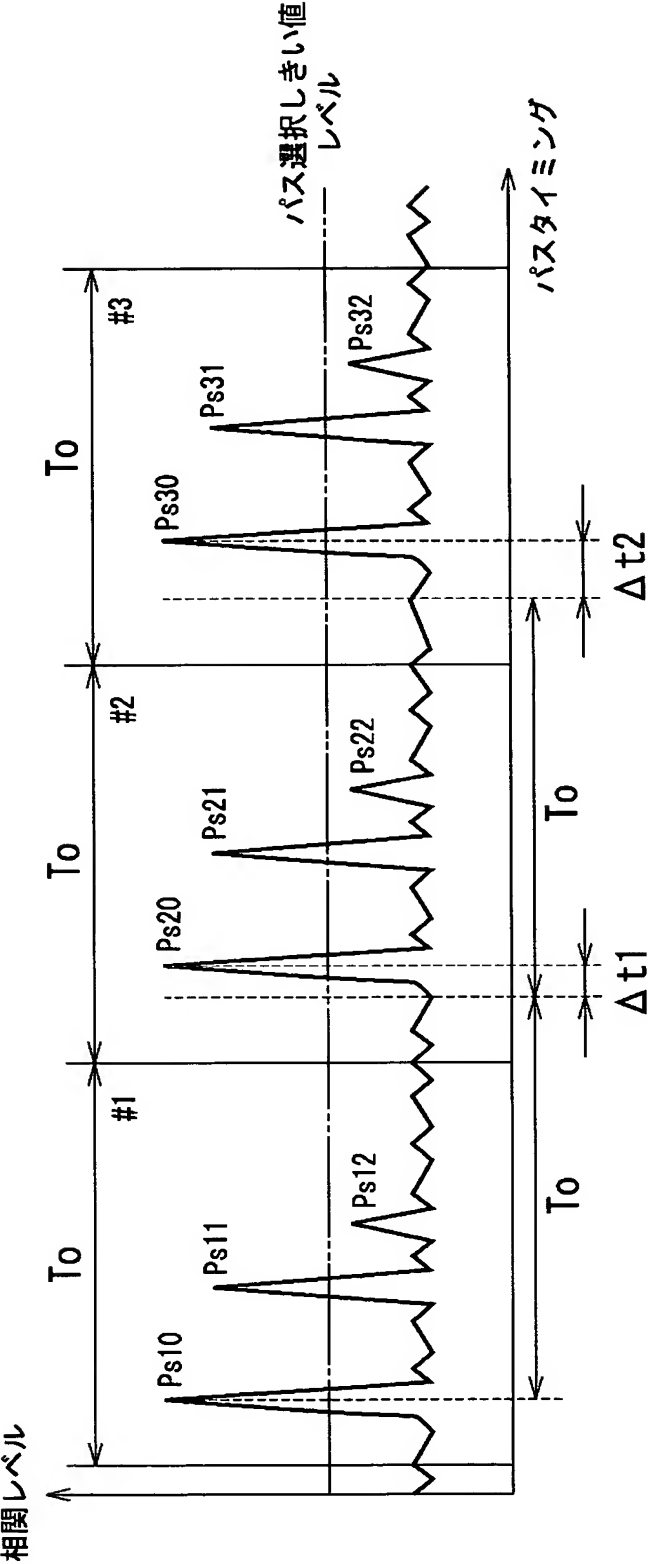
【図 3】



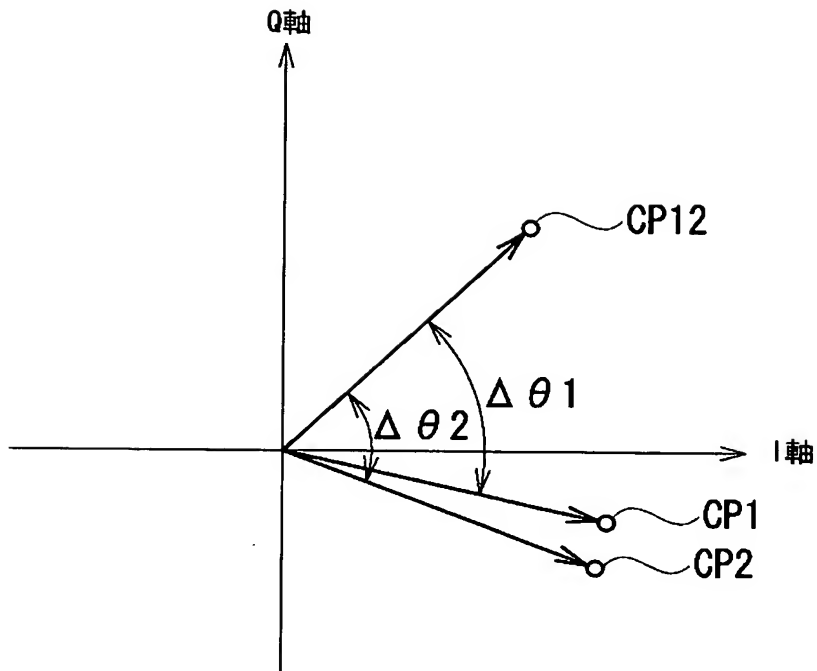
【図 4】



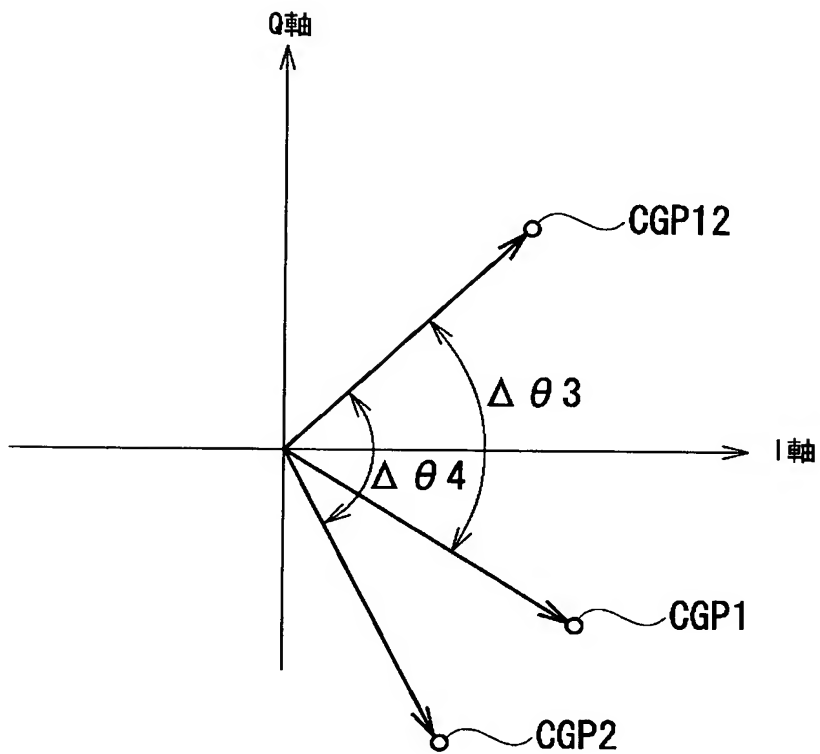
【図 5】



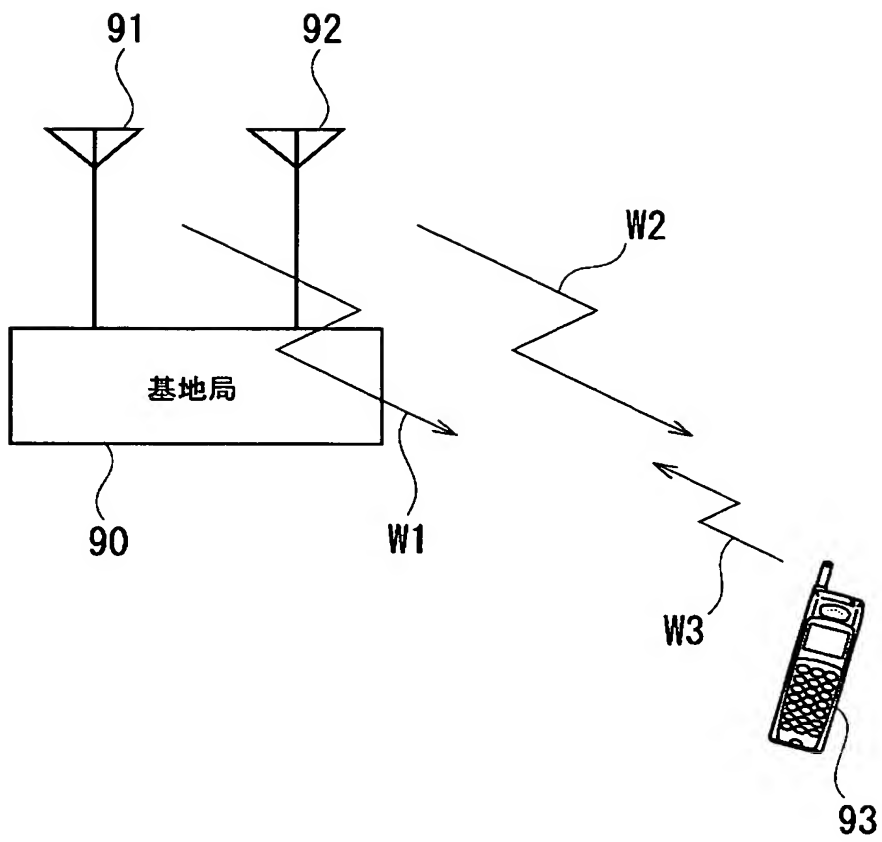
【図 6】



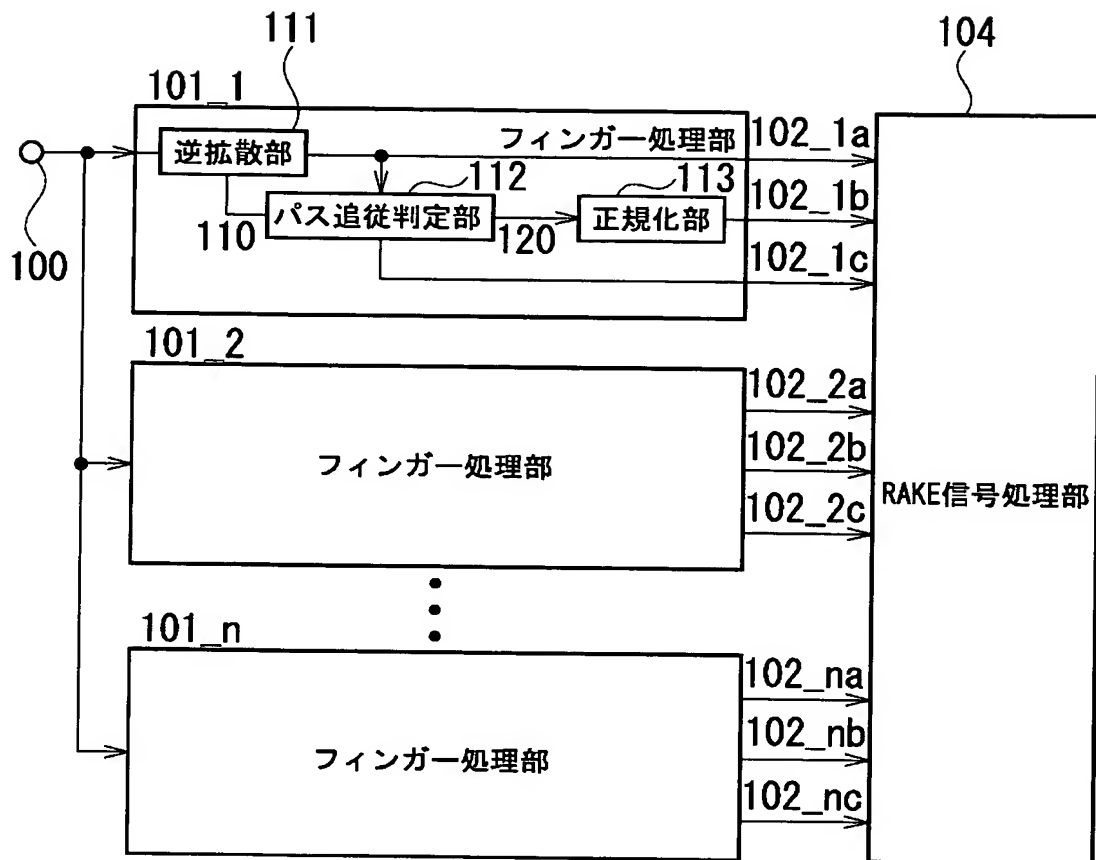
【図 7】



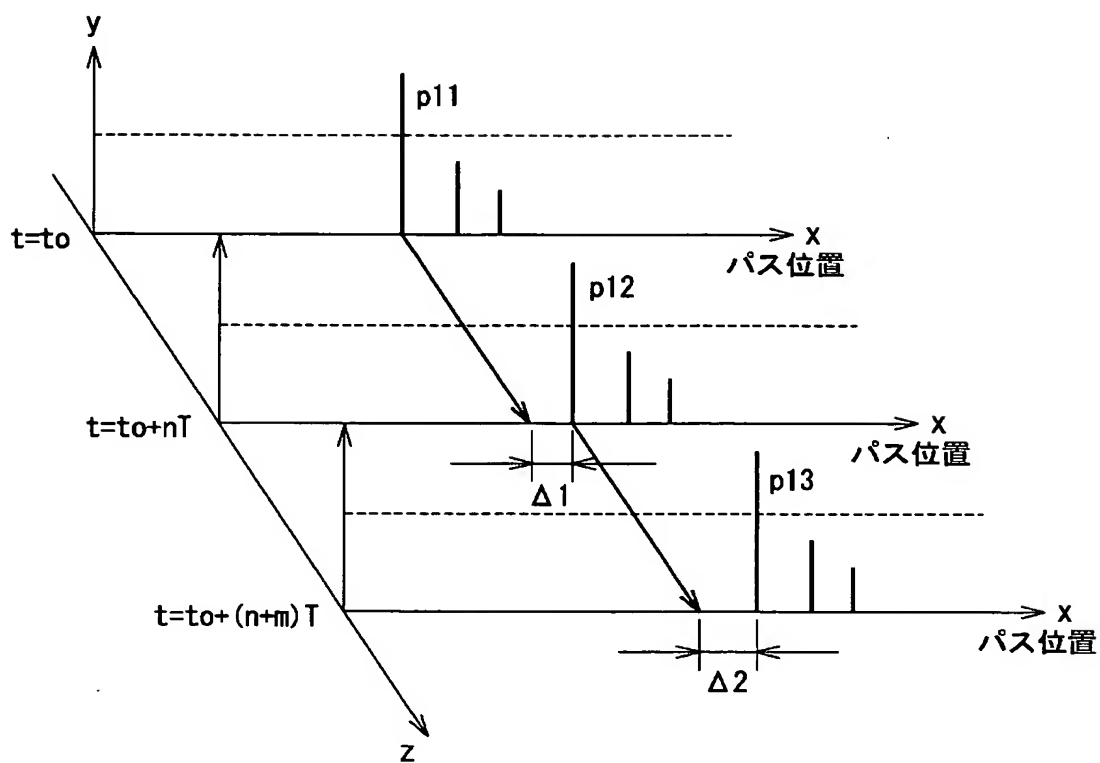
【図 8】



【図 9】



【図 10】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 ドップラー周波数を精度良く検出し、送信ダイバーシチ効果の劣化を防ぎ、良好な受信特性を確保する。

【解決手段】 受信復調部 34 は、マルチパス拡散信号の遅延プロファイルを測定し、最適なパスをサーチして選択するパスサーチ&パス選択部 9 と、各パスの拡散信号を逆拡散し、各パスに対するチャネル推定値としての位相変動成分を求め、そのチャネル推定値を用いてコヒーレント検波する各フィンガー処理部 35_1 ~ 35_n と、各チャネル推定値の位相変動成分から位相差を測定する位相差測定部 10 と、遅延プロファイルにより周期的なパスタイミング差を測定するパスタイミング差測定部 12 と、パスタイミング差と位相差を用いて信号の周波数誤差を検出する周波数誤差検出部 15 と、周波数誤差を基にドップラー周波数を検出するドップラー周波数検出部 19 とを有する。

【選択図】 図 2



認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2 0 0 2 - 3 1 6 9 2 9
受付番号	5 0 2 0 1 6 4 4 9 5 6
書類名	特許願
担当官	第七担当上席 0 0 9 6
作成日	平成 1 4 年 1 1 月 1 日

< 認定情報・付加情報 >

【提出日】 平成14年10月31日

次頁無

特願 2 0 0 2 - 3 1 6 9 2 9

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号

[5 0 1 4 3 1 0 7 3]

1. 変更年月日

2 0 0 1 年 1 1 月 6 日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都港区港南 1 丁目 8 番 1 5 号 Wビル

氏 名

ソニー・エリクソン・モバイルコミュニケーションズ株式会社